



EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

Anmeldenummer: 87201416.2

Int. Cl.4: H 04 J 1/08

Anmeldetag: 23.07.87

Priorität: 08.08.86 DE 3626862

Veröffentlichungstag der Anmeldung:
17.02.88 Patentblatt 88/07

Benannte Vertragsstaaten:
CH DE FR GB IT LI SE

Anmelder: Philips Patentverwaltung GmbH
Wendenstrasse 35 Postfach 10 51 49
D-2000 Hamburg 1 (DE)

Benannte Vertragsstaaten: DE

Anmelder: N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken
Groenewoudseweg 1
NL-5621 BA Eindhoven (NL)

Benannte Vertragsstaaten:
CH FR GB IT LI SE

Erfinder: Vary, Peter, Dr.-Ing.
Fasanenweg 70
D-8522 Herzogenaurach (DE)

Wellens, Ulrich, Dr.-Ing.
Tucherstrasse 16a
D-8501 Heroldsberg (DE)

Vertreter: Dreykorn-Lindner, Werner, Dipl.-Ing. et al
Philips Patentverwaltung GmbH Wendenstrasse 35
Postfach 10 51 49
D-2000 Hamburg 1 (DE)

Mehrstufige Sender-Antennenkoppeleinrichtung.

Die Ankopplung mehrerer Sender unterschiedlicher Trägerfrequenzen an eine Antenne erfolgt häufig durch die Multiplexbildung der Ausgangssignale mittels Bandpaßfilter im Ausgangsfrequenzband. Die Bandpaßfilter sind einerseits mittels Leitungen mit einem Sternpunkt und von dort über eine Antennenzuleitung mit der Antenne verbunden und stehen andererseits über Zirkulatoren mit den Sendern in Verbindung.

Zur optimalen Ausnutzung des verfügbaren Frequenzbands, zur Reduzierung der Anforderungen an die Bandpaßfilter und zur Schaffung der Möglichkeit einer dynamischen Kanalzuweisung, weist der erfindungsgemäße Senderkoppler eine erste Stufe in Form eines digitalen Kopplers und eine zweite Stufe, in welcher die Multiplexbildung unter Benutzung von Bandpaßfiltern vorgenommen wird, auf. Im digitalen Koppler werden die Ausgangssignale der Sender durch digitale Signalverarbeitung, vorzugsweise unter Verwendung des GTFM-Verfahrens, in der Vorgruppenlage zu sammengefaßt. In der zweiten Stufe werden die Ausgangssignale der parallel zueinander angeordneten digitalen Koppler einer Digital-Analog-Umsetzung und Frequenzumsetzung in die Gruppenlage unterzogen.

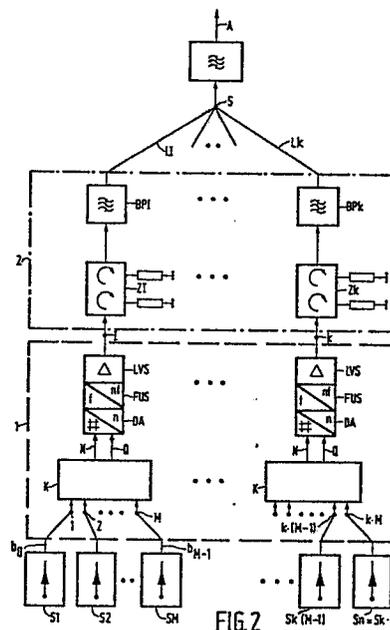


FIG.2

Z-IT- PHD 86-318

Beschreibung

Mehrstufige Sender- Antennenkoppelinrichtung

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Ankoppeln mehrerer Sender unterschiedlicher Trägerfrequenzen an eine Antenne gemäß dem Oberbegriff der Patentansprüche 1 und 2.

5 In zukünftigen Funkübertragungssystemen mit digitaler oder analoger Sprachübertragung über die Funkübertragungsstrecken, z.B. in Autotelefonssystemen, muß eine sehr große Anzahl von Funkübertragungs-
kanälen von der ortsfesten Funkstation abgestrahlt werden können. Um hierbei möglichst viele Funkübertra-
gungskanäle von einer Antenne abstrahlen zu können, werden in einem Senderkoppler mehrere
10 Funkübertragungskanäle im Hochfrequenzbereich zusammengefaßt. Aus der DE-pS 28 44 776 ist ein
Senderkoppler bekannt, welcher aus mehreren Zweigen mit jeweils einem Zirkulatornetzwerk und einem
Bandpaßfilter besteht. Die Multiplexbildung der Ausgangssignale der verschiedenen Sender unterschiedlicher
Trägerfrequenz erfolgt dabei mittels der Bandpaßfilter, welche einerseits mittels Leitungen zu einem
Sternpunkt führen, der über eine Speiseleitung mit der Antenne verbunden ist und andererseits über die
Zirkulatoren mit den Sendern in Verbindung stehen.

15 Um eine Entkopplung der Funkübertragungskanäle untereinander zu erzielen, müssen die einzelnen
Kanalfrequenzen an einem Senderkoppler um ein Vielfaches des Systemkanalabstands (Kopplerkanalab-
stand) auseinanderliegen. Die maximal mögliche Anzahl der an einem Senderkoppler angeschlossenen
Funkübertragungskanäle richtet sich nach der zulässigen Einfügungsdämpfung und der verfügbaren
20 Bandbreite des Funkübertragungssystems. In der Praxis ist ein Leistungsverlust bei der Multiplexbildung von
ca. 3 dB feststellbar. Dieser Leistungsverlust setzt sich aus dem Verlust im Y-Zirkulator von 0,5 dB, aus dem
Verlust im Bandpaßfilter von ca. 1,5 dB und sonstigen Verlusten wie Reflexionsverlusten von ca. 1 dB
zusammen.

An einem Senderkoppler können nur so viele Funkübertragungskanäle gleichzeitig angeschlossen werden,
wie die Division der Bandbreite des Funkübertragungssystems durch den Kopplerkanalabstand ergibt. Mit
25 abnehmendem Kopplerkanalabstand erhöht sich einerseits die Ausnutzung des Senderkopplers, andererseits
erhöht sich bei einer höheren Anzahl von Kanälen auch die Einfügungsdämpfung des Senderkopplers, so daß
die Verlustleistung zunimmt. Geringere Einfügungsdämpfungen lassen sich durch größere Dimensionierung
der Bandpaßfilter erzielen, wodurch der Senderkoppler einerseits teurer wird und andererseits ein höheres
Volumen erfordert.

30 Die Bandpaßfilter werden auf eine bestimmte Betriebsfrequenz eingestellt und können nur nach erneutem
Abgleich auf einer anderen Betriebsfrequenz arbeiten. Soll durch dynamische Kanaluweisung eine
Steigerung der Systemkapazität erreicht werden, so sind hierfür weitere Senderkopplereingänge zu schaffen,
welche dann nur zeitweise genutzt werden. Durch diese Maßnahme steigt der Platzbedarf, die Anforderungen
an den Kopplerkanalabstand und die Kosten für den Senderkoppler, so daß von einer dynamischen
35 Kanaluweisung in Funkübertragungssystemen bisher kein Gebrauch gemacht wurde.

In der DE-PS 28 44 776 ist zur Umschaltung zwischen den verschiedenen Frequenzgruppen dem
Senderkoppler ein Hybrid nachgeschaltet, welcher die Funktion eines Leistungsteilers, insbesondere einer
Verzweigungsschaltung aufweist, wodurch eine Verteilung der Frequenzgruppen auf die jeweiligen
Richtantennen erreicht wird.

40 Da der Senderkoppler im Ausgangsfrequenzbereich kanalselektiv arbeitet, muß jeder einzelne Funkübertra-
gungskanal vor dem Senderkoppler entsprechend verstärkt werden. Eine Mehrfachausnutzung der
Leistungsverstärker ist beim Gegenstand der DE-PS 28 44 776 nicht vorgesehen und auch eine Integration
des Senderkopplers ist nicht möglich. Durch Verwendung eines geeigneten Dielektrikums können allerdings
die äußeren Abmessungen eines z.B. luftgefüllten Bandpaßfilters reduziert werden.

45 Aus der DE-PS 26 39 348 ist eine Schaltungsanordnung zum gegeneinander entkoppelten Anschalten
mehrerer Sender an ein Antennensystem unter Verwendung von vier 3-dB-Kopplern bekannt. Als
3-dB-Koppler werden Hybride, d.h. Verzweigungsschaltungen in $\lambda/4$ -Streifenleitungstechnik verwendet, an
welche die vier einzelnen Sender und die vier einzelnen Antennen in bestimmter Weise angeschlossen sind.
Die Hybride enthalten dabei drei Leitungen der Länge $\lambda/4$ sowie eine Leitung der Länge drei $\lambda/4$. Durch die
50 Hybride wird die zugeführte Leistung der angeschlossenen Sender zur Hälfte auf beide Ausgänge aufgeteilt
und durch die Phasenverschiebung im Ring wird das Auslöschung der zurücklaufenden Welle erreicht. Bei
einer aus der DE-OS 30 04 817 bekannten Schaltungsanordnung ist der beim Gegenstand der DE-PS
26 39 348 aufgezeigte Weg weitergegangen worden und ein Senderkoppler in kaskadenförmiger Struktur mit
phasendrehenden Schaltgliedern vorgeschlagen worden.

55 Wie Untersuchungen für die aus der DE-PS 26 39 348 und DE-OS 30 04 817 bekannten Schaltungsanord-
nungen ergaben, weisen diese einen hohen Reflexionsfaktor auf, welcher durch Reflexion an den zum Ring
zusammengeschlossenen Hybriden bzw. Richtkopplern bzw. an den Antennen hervorgerufen wird. Weiterhin
ist von Nachteil, daß im Empfangsbereich Gebiete vollständiger Auslöschung des über die Antenne
abgestrahlten Sendesignals auftreten können. Dies ist darauf zurückzuführen, daß mittels der Antennenkonfi-
60 guration bestehend aus vier Richtantennen keine Rundcharakteristik erzielt werden kann, wobei durch
Reflexionen an Gebäuden, Bäumen usw. infolge des Mehrwegeempfangs solche Auslöschungen auftreten
können. Der Leistungsverlust solcher aus Hybriden bzw. Richtkopplern gebildeten Senderkopplern liegt dabei
in der Größenordnung von herkömmlichen Senderkopplern mit Zirkulatornetzwerk und Bandpaßfilter.

Die durch Konvektion abgestrahlte Energie bei hoher Kanalzahl und hoher packungsdichte muß durch Zwangskühlung abgeführt werden. Da die Bandpaßfilter auf das Ausgangsfrequenzband abgestimmt sind, ist es nicht möglich, Kanäle z..B. zur Vermeidung von Gleichkanalstörungen umzuschalten, so daß stets für eine andere Ausgangsfrequenz ein manueller Abgleich erforderlich ist.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren zum Ankoppeln mehrerer Sender an eine Antenne derart anzugeben, daß frequenzmäßig eng benachbarte Sendefrequenzen zusammengefaßt werden können, ohne daß hohe Anforderungen an die Bandpaßfilter gestellt werden müssen.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß durch ein Verfahren mit den Merkmalen der Patentansprüche 1 und 2 gelöst.

Beim erfindungsgemäßen Verfahren nach Patentanspruch 1 werden in der ersten Stufe mehrere unmittelbar benachbar te Kanäle vorzugsweise im Basisband zusammengefaßt und für die so gebildeten Kanalgruppen wird in der zweiten Stufe die Multiplexbildung mittels Bandpaßfilter vorgenommen. Die erste Stufe des Senderkopplers ist als digitaler Koppler realisiert, in dem neben der Multiplexbildung auch die Modulation des Nutzsignals vorgenommen wird.

Durch die Zusammenfassung unmittelbar benachbarter Kanäle beim erfindungsgemäßen Verfahren ergibt sich eine optimale Ausnutzung des verfügbaren Frequenzbands. Der Aufwand der nachfolgenden Schaltungsteile des Senderkopplers, zur Umsetzung der Signale auf die Ausgangsfrequenz und zur Leistungsverstärkung, reduziert sich um den Basisband-Multiplexfaktor M durch die Zusammenfassung der Ausgangssignale von jedem Sender in der Vorgruppenlage. Der Aufwand der zweiten Kopplerstufe für die Frequenzumsetzung von der Vorgruppenlage in die Gruppenlage kann um den Multiplexfaktor M reduziert werden. Bei der Zusammenfassung der Ausgangssignale der Sender in der Vorgruppenlage ist eine dynamische Kanaluweisung durchführbar. Der Senderkoppler kann unter Verwendung monolithisch integrierter Bausteine aufgebaut werden, wodurch sich eine erhebliche Kostenreduktion ergibt.

Das Verfahren gemäß Patentanspruch 2 weist den Vorteil der dynamischen Kanaluweisung und Reduktion der Leistungsverstärkung um den Basisband-Multiplexfaktor M auf.

Bevorzugte Ausgestaltungen des erfindungsgemäßen Verfahrens sind in weiteren Patentansprüchen angegeben.

Die Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens gemäß Patentanspruch 5 für die erste Stufe des Senderkopplers erfordert einen geringen Schaltungsaufwand und kann integriert werden.

Bevorzugte Ausführungsformen der Schaltungsanordnung sind in weiteren Patentansprüchen angegeben.

Die Erfindung wird im folgenden anhand in der Zeichnung dargestellter Ausführungsformen näher beschrieben und erläutert. Es zeigt:

Fig. 1 eine Ausführungsform für einen bekannten Senderkoppler,

Fig. 2 die Struktur des erfindungsgemäßen Senderkopplers,

Fig. 3 die spektralen Zusammenhänge für eine digitale Signalverarbeitung im digitalen Koppler durch GTFM,

Fig. 4 eine Ausführungsform für die Zusammenfassung der Ausgangssignale jedes Senders in der Vorgruppenlage durch GTFM,

Fig. 5 eine weitere Ausführungsform für die Multiplexbildung in der ersten Stufe unter Verwendung nur eines Interpolators,

Fig. 6 eine Ausführungsform für einen periodisch zeitvariablen Interpolator für die Ausführungsform gemäß Fig. 5,

Fig. 7 eine weitere Ausführungsform für die digitale Signalverarbeitung in der ersten Stufe ohne DFT und mit erweiterten Cos-Sin-Speichern und

Fig. 8 eine weitere Ausführungsform für die Signalverarbeitung im digitalen Koppler unter Verwendung additiver Adress-Inkremente.

Fig. 1 zeigt eine Ausführungsform für einen bekannten Senderkoppler. Zum Ankoppeln mehrerer Sender S1, ..., Sn unterschiedlicher Trägerfrequenzen an eine Antenne A erfolgt die Multiplexbildung mittels Bandpaßfilter BP1, ..., BPn. Die Bandpaßfilter BP1, ..., BPn sind einerseits mittels Leitungen L1, ..., Ln mit einem Sternpunkt S verbunden, der über Zuleitungen zur Antenne A führt, und stehen andererseits über Zirkulatoren Z1, ..., Zn mit den Sendern S1, ..., Sn in Verbindung. Werden Doppelzirkulatoren verwendet, so liegt die Rückflußdämpfung (Return loss) bei ca. 50 dB. Für jede Sendefrequenz f1 bis fn sind in jedem Zweig ein Zirkulator und ein Bandpaßfilter angeordnet. Die im Ausgangsfrequenzband liegenden Frequenzen f1 bis fn können nur dann unbeeinflusst voneinander an die Antenne A weitergegeben werden, wenn $|f_i - f_j|$ die Forderung des minimalen Frequenzabstands erfüllt.

Beim erfindungsgemäßen Verfahren werden die Ausgangssignale der Sender S1, ..., Sn durch digitale Signalverarbeitung zusammengefaßt. Fig. 2 zeigt die Struktur des erfindungsgemäßen Senderkopplers, welcher zweistufig ausgebildet ist. Die Ausgangssignale (Quellensignale) b_0, \dots, b_{M-1} der Quellen bzw. Sender S1, ..., SM werden mittels eines digitalen Kopplers K in einer Vorgruppenlage zusammengefaßt. Die Ausgangssignale der parallel zueinander angeordneten digitalen Koppler K werden nach Digital-Analog-Umsetzung (mittels DA), Frequenzumsetzung in die Gruppenlage (mittels FUS), und Leistungsverstärkung (mittels LVS), jeweils einem Zirkulator Z1, Z2, ..., Zk zugeführt ($k = n/M$, wobei n die Anzahl der Eingänge ohne digitalen Koppler K der ersten Stufe ist). Das durch digitale Signalverarbeitung mittels des digitalen Kopplers K erzeugte Signal liegt an dessen Ausgang in Normal- und Quadraturkomponente (N, Q) vor. Diese Signale können zur direkten Frequenzumsetzung auf die Ausgangsfrequenz, d.h. die Gruppenlage, oder zur

Umsetzung auf eine Zwischenfrequenz mit nachfolgender Frequenzumsetzung auf die Ausgangsfrequenz und anschließender Bandpaßfilterung benutzt werden. Bedingt durch die geringere Anzahl von Eingängen der zweiten Stufe können die Anforderungen an diese zweite Stufe erheblich reduziert werden.

Die zweite Stufe des digitalen Senderkopplers kann vorzugsweise so dimensioniert werden, daß das verfügbare Frequenzband vollständig ausgeschöpft wird. Gegenüber den bekannten Senderkopplern (vgl. DE-PS 28 44 776) mit Zusammenfassung von analogen Signalen ergeben sich durch den größeren Frequenzabstand der zugeführten Signale dadurch die Möglichkeit die zweite Stufe mit geringerer Einfügungsdämpfung zu realisieren. Sowohl die Anforderungen an die Leistungsverstärkung der Nutzsignale als auch die gesamte Verlustleistung des Senderkopplers werden reduziert. Abhängig vom Basisband-Multiplexfaktor M können die Bandpaßfilter BPI, BPII, ...BPK ein- oder zweikreisig ausgeführt werden, um eine konstante Einfügungsdämpfung im verfügbaren Frequenzband zu gewährleisten.

Eine dynamische Kanaluweisung innerhalb der ersten Stufe des Senderkopplers (digitaler Koppler K) erfordert keinen manuellen Abgleich der Bandpaßfilter BPI, BPII, ...BPK in der zweiten Kopplerstufe. Dadurch muß die zweite Kopplerstufe keine erhöhten Anforderungen an den Frequenzabstand erfüllen.

Intermodulationsprodukte, welche von der Leistungsverstärkerstufe LVS erzeugt werden, fallen (entsprechend gedämpft) für alle Funkübertragungskanäle, welche in der ortsfesten Funkstation zur Informationsübertragung benutzt werden, an und werden ebenfalls über die Antenne A abgestrahlt. Durch entsprechende Dimensionierung der Endstufen unter Verwendung sehr linearer Verstärker können die Pegel der Intermodulationsprodukte reduziert werden. Um die Anzahl der entstehenden Intermodulationsprodukte und den Frequenzbereich, in dem Intermodulationsprodukte der dritten Ordnung mit hohem Pegel liegen, kleinzuhalten, wird der Basis-Multiplexfaktor M vorzugsweise zwischen $M=4, \dots, 8$ gewählt. Fällt während des Betriebs eine der Leistungsverstärkerstufen LVS aus, so sind von dem Ausfall nur 4 bis 8 Funkübertragungskanäle der Funkstation betroffen.

Das erfindungsgemäße Verfahren der digitalen Signalverarbeitung im digitalen Koppler K wird im folgenden unter Verwendung der GTFM (Generalized Tamed Frequency Modulation), wie diese aus der DE-AS 28 38 984 bekannt ist, näher beschrieben und erläutert. Im digitalen Koppler K werden dabei GTFM-Basisbandsignale W_i der Bandbreite $f_K = 25$ kHz erzeugt, diese GTFM-Basisband-Signale W_i in eine Vorgruppenlage verschoben und durch additive Überlagerung (Frequenzmultiplex) zusammengefaßt. Fig. 3a zeigt schematisch die Spektren der einzelnen GTFM-Basisbandsignale W_i , welche durch Quadraturmodulation bzw. Einseitenbandmodulation in ihre jeweilige Vorgruppenlage verschoben und überlagert werden (vgl. Fig. 3b).

Das durch digitale Signalverarbeitung gewonnene Multiplexsignal $x(k)$ setzt sich demnach additiv aus den Komponenten $x_i(k)$ gemäß der Gleichung:

$$(1) \quad x(k) = \sum_{i=0}^{M-1} x_i(k)$$

zusammen. Dabei werden mit k ein Zeitindex (Abtastzeitpunkt), mit M der Basisband-Multiplexfaktor und mit i der Index des jeweiligen Funkübertragungskanals bezeichnet.

Anhand Fig. 4 wird im folgenden die Erzeugung der Komponente x_i des i -ten Funkübertragungskanals (entsprechend zur aus der DE-AS 28 38 984 bekannten GTFM) näher beschrieben und erläutert. Die Ausgangssignale b_i des Senders S_i werden einem mit einer ersten Abtastfrequenz f_K betriebenen Abtaster AT_i zugeführt. Der Abtaster AT_i ist mit einem GTFM-Filter G_i verbunden.

Das Quellensignal b_i des i -ten Funkübertragungskanals weist beispielsweise eine Bitrate $f_b = 19$ kbit/s auf und der Kanalabstand im Multiplexsignal ist entsprechend der Bandbreite des GTFM-Spektrums beispielsweise zu $f_K = 25$ kHz gewählt. Zunächst wird das komplexe GTFM-Basisbandsignal W_i gewonnen, dessen Spektrum in Fig. 3a dargestellt ist. Das GTFM-Basisband-Signal W_i läßt sich in Normal- und Quadratur-Komponente gemäß der Gleichung:

$$(2) \quad W_i = N_i + j * Q_i$$

darstellen. Nach dem Abtasttheorem ist das GTFM-Basisbandsignal W_i mit der Abtastfrequenz f_K abzutasten. Zur Reduzierung des Schaltungsaufwands wird das Quellensignal b_i zunächst mit der Abtastfrequenz f_K abgetastet und ein GTFM-Basisbandsignal W_i in einer in der DE-AS 28 38 984 beschriebenen Art und Weise gewonnen. Dabei wird das mit der Abtastfrequenz f_K abgetastete Ausgangssignal b_i digital mittels GTFM-Filter G_i gefiltert, welches mit einem Cos-Sin-Speicher S_i verbunden ist. Das Ausgangssignal v_i des GTFM-Filters G_i dient als Adresse für den Cos-Sin-Speicher S_i .

Der Cos-Sin-Speicher S_i ist mit einem Interpolator I_i verbunden. Wegen der größeren Bandbreite des Multiplexsignals $x(k)$ ist vor der Spektralverschiebung des GTFM-Basisbandsignals W_i in die Vorgruppenlage eine Interpolation, d.h. eine Erhöhung der Abtastfrequenz von f_K auf $f_x = L * f_K$ durch digitale Interpolationsfilterung erforderlich. Die digitale Interpolationsfilterung unter Verwendung der um den Faktor L höheren zweiten Abtastfrequenz f_x wird getrennt für Normal- und Quadratur-Komponente N_i, Q_i des GTFM-Basisbandsignals W_i durchgeführt.

Der Interpolator I_i ist mit einem Multiplizierer M_i verbunden, welcher die gefilterte Normal- und Quadratur-

Komponente N_i , Q_i mit jeweils einer cos- bzw. sin-Schwingung multiplikativ verknüpft, wodurch die Komponente x_i in der Vorgruppenlage entsteht. Dieser Vorgang entspricht einer komplexen Quadraturmodulation. Bei der in Fig. 4 dargestellten Ausführungsform des digitalen Kopplers K ist für jeden Funkübertragungskanal ein Interpolationsfilter I_i erforderlich.

Bei der in Fig. 5 dargestellten Ausführungsform wird die Interpolation gemeinsam für $M \leq L$ Funkübertragungskanäle mit einem gemeinsamen Interpolationsfilter I gleichzeitig durchgeführt. Die Ausgangssignale b_0, \dots, b_{M-1} von m Sendern S_1, \dots, S_M werden jeweils einem GTFM-Filter G_i zugeführt. Die GTFM-Filter G_i sind, zur Bildung einer inversen diskreten Fourier-Transformation, mit einem Prozessor P verbunden. Die Ausgangssignale des Prozessors P werden einem Parallel-Serien-Wandler PS zugeführt, welcher zur Interpolationsfilterung dessen Ausgangssignals mit einem Interpolator I verbunden ist.

Mit der Impulsantwort $H(k)$ des Interpolators I ergibt sich die Komponente $x(k)$ gemäß der Gleichung (3) zu:

$$(3) \quad x(k) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{l=1} h(k-l \cdot L) * w_i(l \cdot L) * e^{j \frac{2\pi}{L} * i * k} \quad 15$$

Der erste Summenterm beschreibt die Überlagerung von M komplexen Bandpaßsignalen x_i . Der zweite Summenterm gibt die vorgenommene Filterung unter Anwendung der Modulation wieder. Da die Impulsantwort $h(k)$ unabhängig vom Kanalindex i ist, kann die Reihenfolge der Summationen in Gleichung (3) vertauscht werden. Für die komplexe Exponentialfunktion gilt die Periodizität gemäß Gleichung (4)

$$(4) \quad e^{j \frac{2\pi}{L} * i * (k_0 + L)} = e^{j \frac{2\pi}{L} * i * k_0} \quad 30$$

Unter Berücksichtigung der Gleichung (4) kann Gleichung (3) umgeformt werden. Es gilt:

$$(5) \quad x(k) = \sum_{l=1} h(k-l \cdot L) * \sum_{i=0}^{M-1} w_i(l \cdot L) * e^{j \frac{2\pi}{L} * i * [k] \bmod L} \quad 40$$

Der zweite Summenterm kann wegen $M \leq L$ als inverse diskrete Fouriertransformierte (IDFT) der Folge $w_i(l \cdot L)$ für $i=0, 1, \dots, L-1$ interpretiert werden, wobei die Kanäle $i=M, \dots, L-1$ nicht belegt sind.

Wegen der Periodizität der Exponentialfunktion im zeitlichen Verlauf für Abtastzeitpunkt k genügt es zu jedem Abtastzeitpunkt l eine Transformation durchzuführen, d.h. die Berechnung nur mit der niedrigeren Abtastfrequenz f_k durchzuführen. Die eigentliche Erhöhung der Abtastfrequenz erfolgt durch nachträgliche Interpolationsfilterung des Transformationsergebnisses. Es gilt Gleichung (6):

$$(6) \quad w_k(l \cdot L) = \sum_{i=0}^{M-1} w_i(l \cdot L) * e^{j \frac{2\pi}{L} * i * [k] \bmod L} \quad 50$$

Durch Einsetzen von Gleichung (6) in Gleichung (5) ergibt sich die Komponente $x(k)$ zu:

$$(7) \quad x(k) = \sum_{l=1} h(k-l \cdot L) * w_k(l \cdot L) \quad 60$$

Im Vergleich zur Ausführungsform gemäß Fig. 4 weist die Ausführungsform des digitalen Kopplers K gemäß Fig. 5 die Vorteile auf, daß nur ein einziger Interpolator I anstelle der sonst entsprechend der Anzahl M vorhandenen Interpolatoren I_i erforderlich ist und daß durch einfache Produktsummenbildung mit wenigen Termen eine gleichzeitige Quadraturmodulation durchführbar ist.

5 In Fig. 6 ist eine Ausführungsform für einen periodisch zeitvariablen Interpolator dargestellt. Als Interpolator I wird ein nichtrekursives Filter mit zweikanaligen Verzögerungsketten verwendet. Der Interpolator I weist zur Speicherung der letzten p Werte der Transformierten eine Anzahl von p Speichern SP1 der Länge L und eine Anzahl p von Speichern SP2 der Länge L zur Speicherung der Impulsantwort auf. Weiterhin sind im Interpolator I eine Anzahl von p zweikanaligen Multiplizierern MU für die Produktbildung von Werten der Transformierten und Werten der Impulsantwort vorgesehen. Die zweikanaligen Multiplizierer MU sind mit einem Addierer A mit einer Anzahl von 2p-Eingängen verbunden, welcher die Produktterme getrennt nach Normal- und Quadraturkomponente N(k), Q(k) aufsummiert.

Die Impulsantwort h(k) der Länge p*L wird im Interpolator I in den p zweikanaligen Verzögerungsketten der Länge L zur Aufnahme der Werte w_k(l*L) eingelesen, wobei k=l*L, ..., (l+1)*L-1 für die letzten p-Transformationen ist. Die p*L Filterkoeffizienten werden in den Speichern SP2 mit je L Registern abgelegt. Zur Berechnung der Abtastwerte der Normal- und Quadraturkomponente N(k), Q(k) des Multiplexsignals x(k) sind bei jedem Abtasttakt jeweils nur p Multiplikationen und Additionen erforderlich. Im Hinblick auf eine gute Nachbarkanalselektion werden für p Werte von vorzugsweise p= 3, ..., 8 gewählt.

Da es sich bei den Werten W_i(l*L) um Werte der komplexen Exponentialfunktion handelt, können die Summenterme gemäß der Gleichung (6) umgeformt werden.

$$25 \quad (8) \quad W_i(l*L) * e^{j \frac{2\pi}{L} i*k} = e^{j(v_i + \frac{2\pi}{L} i*k)}$$

Das Produkt wird eindeutig bestimmt durch den Ausgangswert v_i des GTFM-Filters G_i sowie durch den Zeitindex k und dem Kanalindex i (bzw. durch (i*k) mod L). Bei der in Fig. 7 dargestellten Ausführungsform ist deshalb auf die eigentliche Produktbildung verzichtet worden und ein erweiterter Cos-Sin-Speicher S_j mit den GTFM-Filtern G_i verbunden.

Die Informationen v_i ändern sich mit dem niedrigeren Takt f_b, während die Indexadressen mit der höheren Taktfrequenz f_K fortgeschaltet werden. Unter der jeweils gültigen Adresse stehen die Werte

$$35 \quad \cos(v_i + \frac{2\pi}{L} i*k) \quad \text{und} \quad \sin(v_i + \frac{2\pi}{L} i*k).$$

40 Diese Werte werden aus dem Cos-Sin-Speicher S_j ausgelesen und einem Addiernetzwerk AN zugeführt und dort summiert. Mit dem Addiernetzwerk AN ist der Interpolator I verbunden.

Bei einer in Fig. 8 dargestellten weiteren Ausführungsform ist mit jedem GTFM-Filter G_i ein Addierer A_i verbunden. Im Addierer A_i wird die Summe aus dem jeweiligen Inkrement (2 π /L)*i*k gemäß Gleichung (8) und Argument v_i gebildet. Mit dieser Summe wird ein mit jedem Addierer A_i verbundener Speicher S_k direkt adressiert. Im Vergleich zur in Fig. 7 dargestellten Ausführungsform kann dadurch auf eine Erweiterung der Adresseingänge des Speichers S_k verzichtet werden. Die für die Addition erforderlichen Inkremente selbst können in weiteren Speichern abgelegt werden. Insgesamt sind wegen der Periodizität der Exponentialfunktion nur maximal L unterschiedliche Inkremente bereitzustellen.

50

Patentansprüche

1. Verfahren zum Ankoppeln mehrerer Sender (S₁, ..., S_n) unterschiedlicher Trägerfrequenzen an eine Antenne (A), bei dem die Multiplexbildung mittels Bandpaßfilter (BP₁, ..., BP_n) erfolgt, welche einerseits mittels Leitungen (L₁, ..., L_n) mit einem Sternpunkt (S) verbunden sind, welcher über eine Antennenzuleitung zur Antenne (A) führt, und andererseits über Zirkulatoren (Z₁, ..., Z_n) mit den Sendern (S₁, ..., S_n) in Verbindung stehen, dadurch gekennzeichnet, daß die Ausgangssignale von jeweils M Sendern aus (S_k, ..., S_k*M mit k= 1, ..., n/M) durch digitale Signalverarbeitung mittels eines digitalen Kopplers (K) in einer Gruppenlage zusammengefaßt werden und daß die Ausgangssignale der parallel zueinander angeordneten digitalen Koppler (K) nach Digital-Analog-Umsetzung jeweils einem Zirkulatornetzwerk (Z₁, Z₂, ..., Z_k) zugeführt werden.

2. Verfahren Zum Ankoppeln mehrerer Sender (S₁, ..., S_n) unterschiedlicher Trägerfrequenzen an eine Antenne (A), bei dem die Multiplexbildung mittels Bandpaßfilter (BP₁, ..., BP_n) erfolgt, welche einerseits mittels Leitungen (L₁, ..., L_n) mit einem Sternpunkt (S) verbunden sind, welcher über eine

Antennenzuleitung zur Antenne (A) führt, und andererseits über Zirkulatoren (Z1, ..., Zn) mit den Sendern (S1, ..., Sn) in Verbindung stehen, dadurch gekennzeichnet, daß die Ausgangssignale (b0 ..., bM-1) von jeweils M Sendern aus (Sk, ..., Sk*M mit k=1, ..., n/M) durch digitale Signalverarbeitung mittels eines digitalen Kopplers (K) in einer Vorgruppenlage zusammengefaßt werden und daß die Ausgangssignale der parallel zueinander angeordneten digitalen Koppler (K) nach Digital-Analog-Umsetzung (DA) und Frequenzumsetzung (FUS) in die Gruppenlage jeweils einem Zirkulator (Z1, Z2, ..., Zk) zugeführt werden. 5

3. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß im digitalen Koppler (K) aus den Quellsignalen (b0, ..., bM-1) Basisbandsignale erzeugt werden, diese jeweils in die Vorgruppenlage verschoben und danach einander einander additiv überlagert werden.

4. Verfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß im digitalen Koppler (K) GTFM-Basisbandsignale (Wi) erzeugt werden und daß zur Verschiebung der GTFM-Basisbandsignale (Wi) in die Vorgruppenlage eine komplexe Quadraturmodulation durchgeführt wird. 10

5. Verfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß im digitalen Koppler (K) GMSK-Basisbandsignale erzeugt werden und daß zur Verschiebung der GMSK-Basisbandsignale in die Vorgruppenlage eine komplexe Quadraturmodulation durchgeführt wird. 15

6. Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 1 und 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Quellsignale (b0 ..., bM-1) jeweils einem mit einer ersten Abtastfrequenz (fk) betriebenen Abtaster (ATi) zugeführt werden, welcher mit einem GTFM-Filter (Gi) verbunden ist, daß das GTFM-Filter (Gi) mit einem Cos-Sin-Speicher (Si) verbunden ist, wobei das Ausgangssignal (vi) des GTFM-Filters (Gi) als Adresse dient, daß der Cos-Sin-Speicher (Si) mit einem Interpolator (Ii) verbunden ist, welcher eine digitale Interpolationsfilterung unter Verwendung einer um einen Faktor L höheren zweiten Abtastfrequenz (fx) getrennt für Normal- und Quadratur-Komponente (Ni, Qi) des GTFM-Basisbandsignals (Wi) durchführt, und daß der Interpolator (Ii) mit einem Multiplizierer (Mi) verbunden ist, welcher jeweils die gefilterte Normal- und Quadratur-Komponente mit einer Exponentialfunktion verknüpft, wodurch in der Vorgruppenlage eine Komponente (xi) entsteht. 20

7. Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 1 und 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Quellsignale (b0 ..., bM-1) jeweils einem GTFM-Filter (Gi) zugeführt werden, daß zur Bildung einer inversen diskreten Fouriertransformation die GTFM-Filter (Gi) mit einem Prozessor (p) verbunden sind und daß die Ausgangssignale des Prozessors (p) einem parallel-Serien-Wandler (pS) zugeführt werden, welcher zur Interpolationsfilterung dessen Ausgangssignale mit einem Interpolator (I) verbunden ist. 25

8. Schaltungsanordnung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß als Interpolator (I) ein nichtrekursives Filter mit zweikanaligen Verzögerungsketten verwendet wird, welches zur Speicherung der letzten p Werte der Transformierten eine Anzahl von p Speichern (SP1) der Länge L und eine Anzahl von p Speichern (SP2) der Länge L zur Speicherung der Impulsantwort des Interpolators (I) aufweist, daß im Interpolator (I) eine Anzahl von p zweikanaligen Multiplizierern (MU) für die Produktbildung von Werten der Transformierten und Werten der Impulsantwort (h(k)) vorgesehen sind und daß die zweikanaligen Multiplizierer (MU) mit einem Addierer (A) mit einer Anzahl von 2p Eingängen verbunden sind, welche die Produktterme getrennt nach Normal- und Quadratur-Komponente (N(k), Q(k)) aufsummieren. 30

9. Schaltungsanordnung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß mit jedem GTFM-Filter (Gi) ein erweiterter Cos-Sin-Speicher (Sj) verbunden ist, welcher durch das Ausgangssignal (vi) des GTFM-Filters (Gi) und durch das Produkt aus (i-1) und k berechnet nach modL adressiert wird, wobei unter der jeweils gültigen Adresse die Werte 35

$$\cos\left(v_i + \frac{2\pi}{L} i \cdot k\right) \text{ und } \sin\left(v_i + \frac{2\pi}{L} i \cdot k\right)$$

stehen und daß die aus dem Cos-Sin-Speicher (Sj) ausgelesenen Werte einem Addiernetzwerk (AN) zugeführt und dort summiert werden, welches mit dem Interpolator (I) verbunden ist. 40

10. Schaltungsanordnung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß mit dem jedem GTFM-Filter (Gi) ein Addierer (Ai) verbunden ist, welcher einen Speicher (Sk) durch die zuvor gebildete Summe aus vi und 45

$$\left[\frac{2\pi}{L} i \cdot k \right] \text{ mod } L$$

direkt adressiert. 50

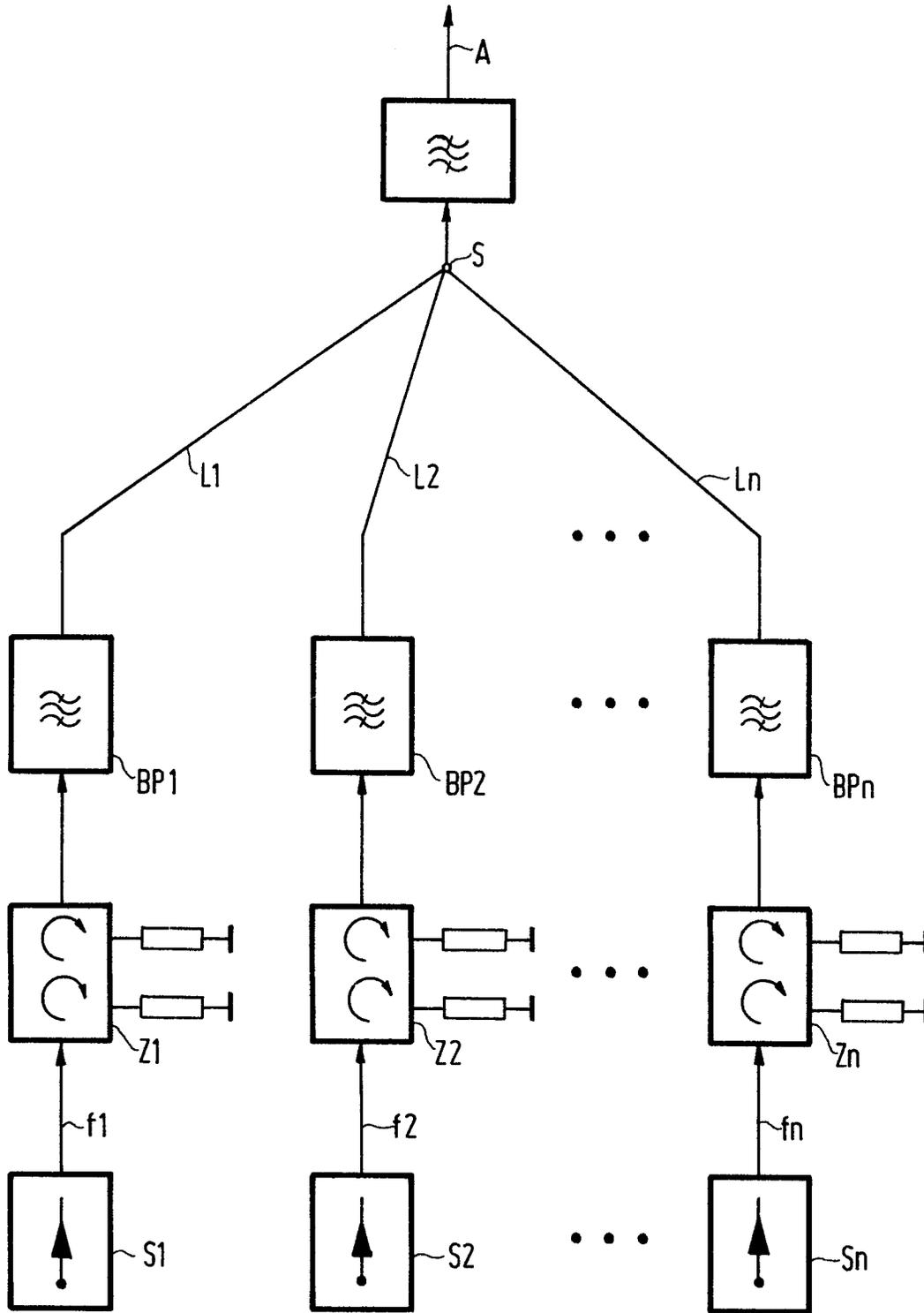


FIG. 1

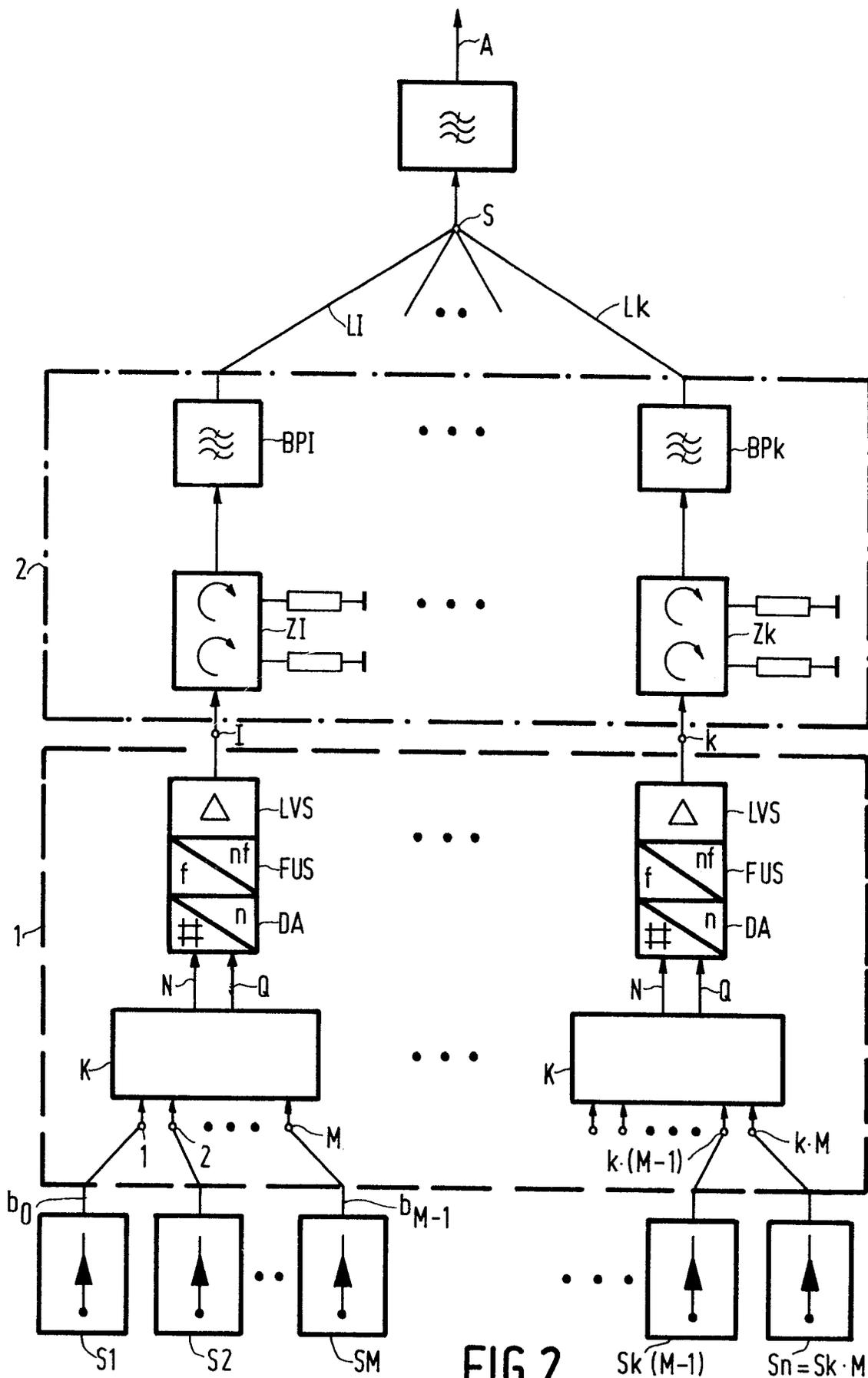


FIG. 2

0255972

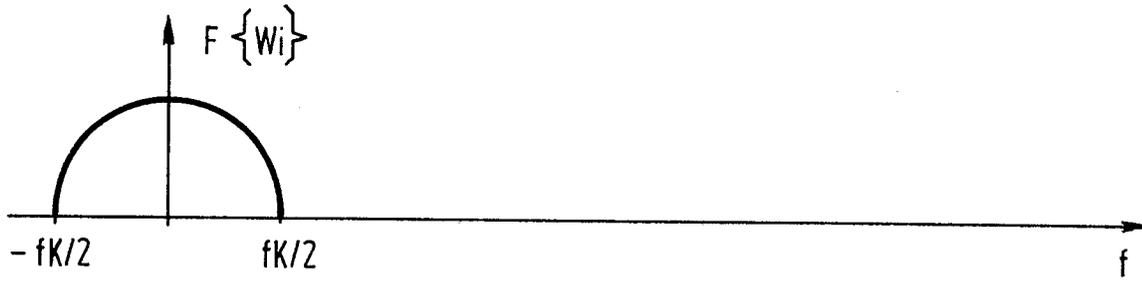


FIG. 3a

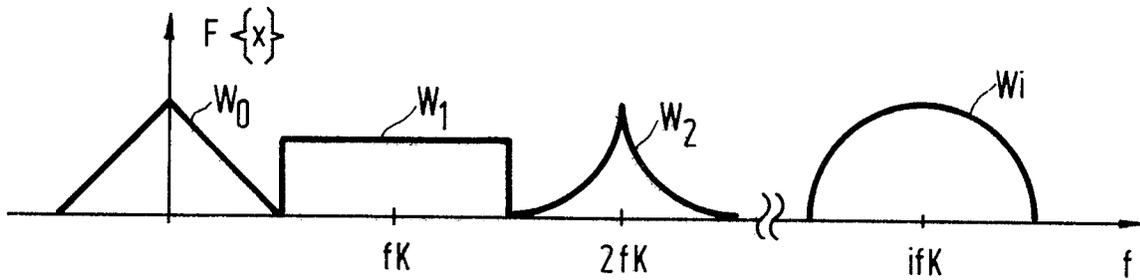


FIG. 3b

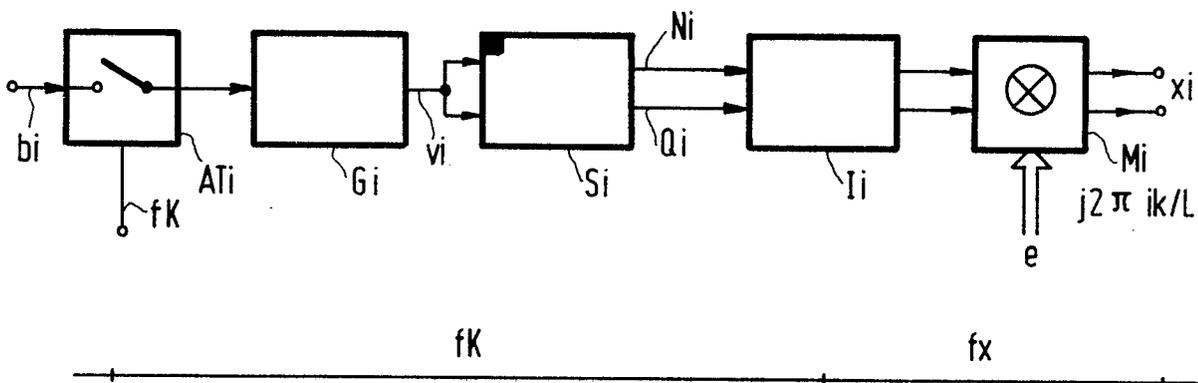


FIG. 4

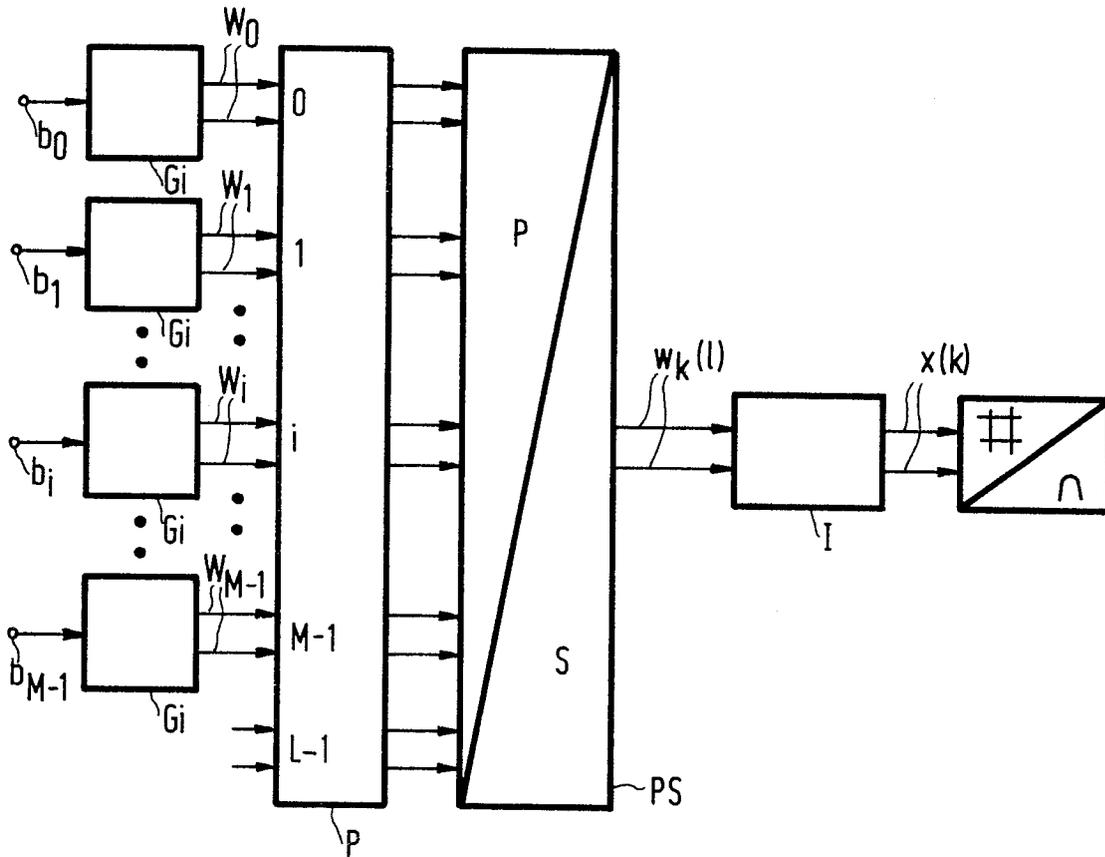


FIG. 5

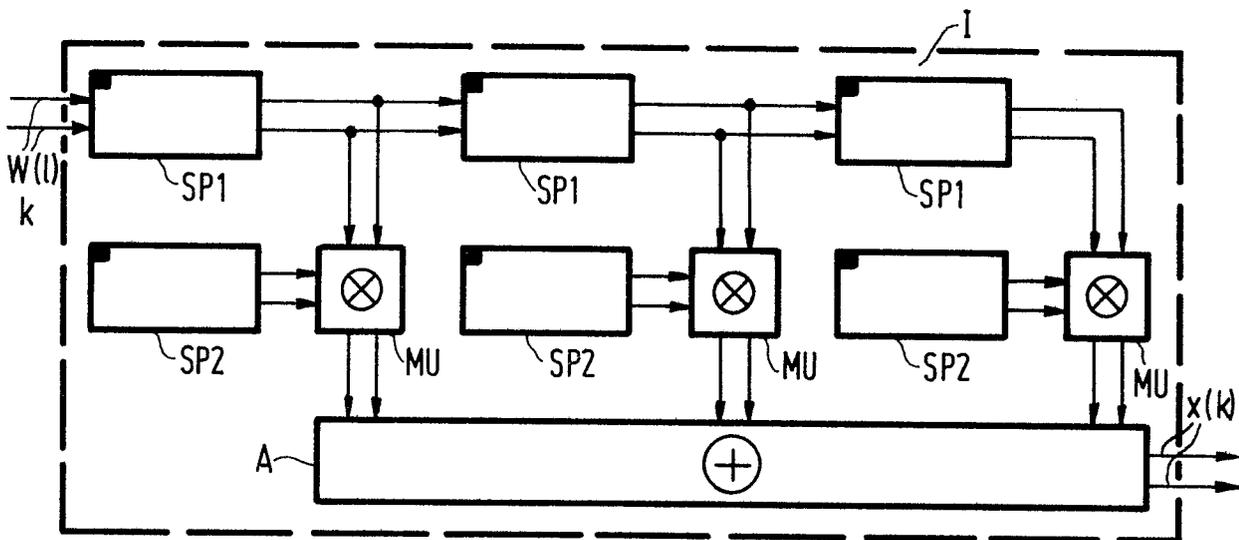


FIG. 6

